

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-189522

(43)Date of publication of application : 05.07.2002

(51)Int.Cl.

G05F 1/56

(21)Application number : 2000-388637

(71)Applicant : ROHM CO LTD

(22)Date of filing : 21.12.2000

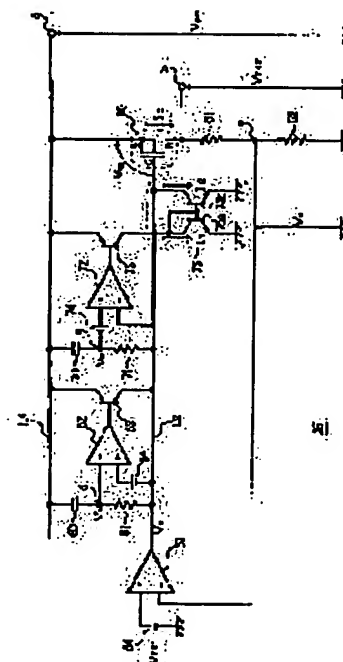
(72)Inventor : YAMAMOTO KENJI

(54) REGULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To solve the problem that when an inputted power supply voltage rapidly fluctuates, an output voltage is likely to fluctuate since it is impossible to follow up the rapid voltage change in a conventional regulator.

SOLUTION: In this regulator 25 which is provided with an FET 50, resistances 51 and 52, a differential amplifier 53, and a DC voltage source 54, a means for allowing a gate voltage V_G to fluctuate according as a power supply voltage V_{CC} to be added to an input terminal (a) fluctuates is arranged between the input terminal (a) and a gate terminal (G) of the FET 50.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-189522
(P2002-189522A)

(43) 公開日 平成14年7月5日 (2002.7.5)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ターミナル* (参考)
G 0 5 F 1/56	3 1 0 3 2 0	G 0 5 F 1/56	3 1 0 C 5 H 4 3 0 3 2 0 C

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-388637 (P2000-388637)

(22) 出願日 平成12年12月21日 (2000. 12. 21)

(71) 出願人 000116024

ローム株式会社

京都府京都市右京区西院清崎町21番地

(72) 発明者 山本 憲次

京都市右京区西院清崎町21番地 ローム株式会社内

(74) 代理人 100085501

弁理士 佐野 静夫

Fターム (参考) 5H430 BB01 BB05 BB09 BB11 EE06

EE07 FF04 FF12 FF13 GG08

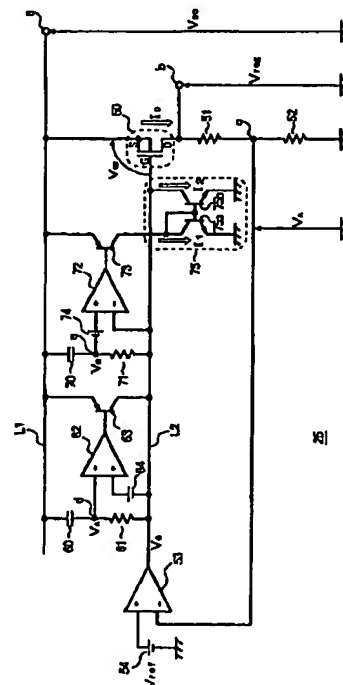
HH03 JJ03 JJ07 LA01

(54) 【発明の名称】 レギュレータ

(57) 【要約】

【課題】 従来のレギュレータでは、入力される電源電圧が急変動した場合、その急激な電圧変化に追従できず出力電圧が変動してしまうおそれがある。

【解決手段】 本発明に係るレギュレータ25はFET 50、抵抗51、52、差動増幅器53、及び直流電源54を有するレギュレータにおいて、入力端子aとFET 50のゲート端子(G)との間に、入力端子aに加わる電源電圧Vccの変動に応じてゲート電圧Vgを変動させる手段を設けている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】第1端子が入力端子に接続され、第2端子が出力端子に接続されるとともに電圧検出手段を介してグラウンドに接続されているトランジスタと、前記電圧検出手段によって検出される電圧が基準電圧と等しくなるように前記トランジスタの制御端子に印加する制御電圧を調節する手段とを有するレギュレータにおいて、前記入力端子と前記トランジスタの制御端子との間に、前記入力端子に加わる入力電圧の変動に応じて前記制御電圧を変動させる手段を設けたことを特徴とするレギュレータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、入力される電源電圧から常に一定の出力電圧を得るためのレギュレータに関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のレギュレータについて、ここではスマートバッテリーなどと呼ばれるバッテリーパックに用いられるレギュレータを例に挙げて説明を行う。スマートバッテリーとは自身に内蔵されたマイクロコンピュータ（以下、マイコンと呼ぶ）を用いて二次電池の電圧（以下、セル電圧と呼ぶ）や充放電電流をモニタする機能を有し、充電器あるいはコンピュータ等の負荷との間でデータ授受を行うことができるバッテリーパックのことである。こうした構成のバッテリーパックを用いると、充電器あるいはコンピュータ等の負荷側で前記二次電池の状態を知ることができるため、電池の残量表示や充電の停止などを正確に行うことができる。

【0003】ここで、前記バッテリーパックに内蔵したマイコンを駆動するためには3.3Vや5.0Vといった定電圧を供給する必要がある。この電圧供給が一定に維持されない場合には前記マイコンの動作が不安定となったり、前記セル電圧の検出精度等が低下したりしてしまい、前記マイコンは過充電保護回路等を正常に制御できなくなる。そのため、過充電に対して電気化学的な自己保護作用のない非水系電池（例えば、リチウムイオン電池）を二次電池として使用したバッテリーパックにおいては、その安全性を保証できなくなる。

【0004】また、前記バッテリーパックに内蔵したマイコン以外の構成回路についても、安定な動作を維持するためには定電圧を供給することが望ましい。そのため、前記バッテリーパックには電源電圧が変化してもその出力電圧を一定に保つためのレギュレータを設けている。

【0005】図6は従来のレギュレータの一構成例を示す回路図である。まず、従来のレギュレータの回路構成について説明する。図中のFET50は出力トランジスタとして機能するpチャネル型のMOS-FETであり、そのソース端子（S）にはレギュレータの入力端子aにつながるラインL1を接続することで電源電圧Vcc

を加えている。一方、FET50のドレイン端子（D）については電圧検出手段である抵抗51、52を介してグラウンドに接続するとともに、レギュレータの出力端子bにも接続している。

【0006】そして、抵抗51、52の接続ノードcを差動増幅器53の逆相入力端子（-）に接続しており、この差動増幅器53の正相入力端子（+）には直流電源54を接続することで基準電圧Vrefを印加している。ここで、差動増幅器53の出力端についてはラインL2を介してFET50のゲート端子（G）に接続しており、差動増幅器53からの出力電圧をFET50のゲート電圧Vgとしている。

【0007】次に上記した回路構成を有する従来のレギュレータの動作について説明する。上記構成のレギュレータにおいて、入力端子aに加わる電源電圧Vccが上昇した場合にはFET50のゲート・ソース間における電位差Vgsが大きくなる。それに伴ってFET50を流れるドレイン電流Idが増加するため、出力端子bにおける出力電圧Vreg及び接続ノードcにおける電圧VAはともに上昇する。

【0008】ここで、差動増幅器53は電圧VAと基準電圧Vrefとを比較し、両者が常に一致するようにFET50のゲート端子（G）に加えるゲート電圧Vgを制御するようになっている。このため、電源電圧Vccの上昇に伴って出力電圧Vreg及び電圧VAが上昇した場合、差動増幅器53はFET50のゲート電圧Vgを上げるように動作する。これにより、FET50のゲート・ソース間における電位差Vgsは小さくなるのでドレイン電流Idは減少し、出力電圧Vreg及び電圧VAは所定の値まで低下する。

【0009】逆に、電源電圧Vccが低下した場合にはゲート・ソース間の電圧Vgsは小さくなるのでドレイン電流Idが減少し、出力電圧Vreg及び電圧VAはともに低下する。よって、差動増幅器53はFET50のゲート電圧Vgを下げるように動作する。これにより、FET50のゲート・ソース間における電位差Vgsは大きくなるのでドレイン電流Idは増加し、出力電圧Vreg及び電圧VAは所定の値まで上昇する。以上の動作により、従来のレギュレータは出力端子bにおける出力電圧Vregを常に一定とすることができる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ここで、前記バッテリーパックは充電器に対して着脱が可能であり、前記バッテリーパックを充電器にセットする際には前記レギュレータに対して入力される電源電圧Vccが一瞬で大きく上昇することがある。また、何らかの原因で前記バッテリーパックがショートしてしまった場合には、大きなショート電流が流れて前記レギュレータに対する電源電圧Vccは急激に低下してしまう。

【0011】しかしながら、従来のレギュレータでは前

述のように電源電圧 V_{cc} が大きく急上昇もしくは急下降した場合、その急激な電圧変化にレギュレート動作が追従できず一時的に出力電圧 V_{reg} が変動してしまうおそれがある。図7は電源電圧 V_{cc} の急変時におけるFET50のゲート電圧 V_g 及びレギュレータの出力電圧 V_{reg} を示すタイムチャート図である。ここでは、電源電圧 V_{cc} 、ゲート電圧 V_g 、及び出力電圧 V_{reg} の電圧変化をそれぞれ図中(a)～(c)に示しており、各チャート図において縦軸は電位、横軸は時間を示している。

【0012】ここで、図7(a)に示すように電源電圧 V_{cc} が短時間に急上昇した場合、例えば数 μs の間に数十mVの電圧上昇が生じた場合、差動増幅器53内の寄生コンデンサCの影響により、その出力であるゲート電圧 V_g は電源電圧 V_{cc} の急上昇に追従することができず、図7(b)に示すように緩やかに上昇する。このように、ゲート電圧 V_g の上昇が遅れるとFET50におけるゲート・ソース間の電位差 V_{gs} が増大するためにFET50のオン抵抗が下がってしまい、出力電圧 V_{reg} は図7(c)に示すように、ゲート電圧 V_g が所定値に達するまでの間に大きく引き上げられてしまう。逆に、電源電圧 V_{cc} が急落した場合にはゲート電圧 V_g の降下が遅れるため、オン抵抗が一気に上昇することになり、出力電圧 V_{reg} は大きく低下してしまう。

【0013】こうした出力電圧 V_{reg} の変動を防止するためには、電源電圧 V_{cc} の変動に対するゲート電圧 V_g の追従性を向上する必要がある。例えば、差動増幅器53の駆動電圧を上げることでレギュレータのループ利得を上げてやれば、ある程度まではゲート電圧 V_g を電源電圧 V_{cc} の急変動に追従させることも可能である。しかしながら、この方法では前述したように数 μs の間に数十mVといった電源電圧 V_{cc} の急変動にゲート電圧 V_g を追従させることは物理的に困難である。また、レギュレータ自体の消費電力は極力抑えたいという要望が強いことを鑑みれば、単純に差動増幅器53の駆動電圧を引き上げる方法は不適当である。

【0014】本発明は上記の問題点を鑑み、入力される電源電圧が急激に変動するアプリケーション状態であっても出力電圧の変動を最小限とすることができ、かつ自身の消費電流を極力抑えることができるレギュレータを提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明に係るレギュレータにおいては、第1端子が入力端子に接続され、第2端子が出力端子に接続されるとともに電圧検出手段を介してグラウンドに接続されているトランジスタと、前記電圧検出手段によって検出される電圧が基準電圧と等しくなるように前記トランジスタの制御端子に印加する制御電圧を調節する手段とを有するレギュレータにおいて、前記入力端子と前記トランジスタの制御端子との間に、前記入力端子に加わる入力電

圧の変動に応じて前記制御電圧を変動させる手段を設けた構成としている。

【0016】

【発明の実施の形態】ここでは、本発明に係るレギュレータをスマートバッテリーなどと呼ばれるバッテリーパックに適用した例を挙げて説明を行う。前述した通り、スマートバッテリーとは内蔵したマイコンを用いて二次電池の状態をモニタする機能を有し、充電器あるいはコンピュータ等の負荷との間でデータ授受を行うことができるバッテリーパックのことである。

【0017】図1は本発明に係るレギュレータを具備するバッテリーパックを用いたスマートバッテリーシステムの一構成例を示すブロック図である。図中に示すように、このスマートバッテリーシステムはバッテリーパック10と本体40（例えば、携帯型のパーソナルコンピュータ等）とから構成されている。ここで、バッテリーパック10はプラス端子1及びマイナス端子2を有しており、一方の本体40もプラス端子41及びマイナス端子42を有している。これらのプラス端子同士及びマイナス端子同士を結合／分離することにより、バッテリーパック10を本体40に対して着脱することができる。また、バッテリーパック10は二次電池から所望の電圧を発生するとともに、該二次電池の状態を監視するためにバッテリーモニタ回路部20及びマイコン30を有している。

【0018】このバッテリーパック10は二次電池として、例えば4つのリチウムイオン電池3a～3d（以下、これらをセル3a～セル3dと呼び、適宜まとめてセル3と呼ぶ）を有しており、これらのセル3a～3dを図中に示す順に直列接続している。ここで、セル3aの負極はセンス抵抗4の一端に接続しており、センス抵抗4の他端はバッテリーパック10のマイナス端子2に接続している。なお、センス抵抗4とは電流検出用の微小抵抗値（一般に数十m Ω ）を持つ抵抗である。

【0019】一方、セル3dの正極はFET等で構成したスイッチ素子5、6を介してバッテリーパック10のプラス端子1に接続している。スイッチ素子5、6は互いに直列に接続されており、これらを構成するFETのオン／オフをスイッチングすることによって、セル3からの放電、及び本体40に設けた充電器43からセル3への充電を制御することができる。

【0020】また、バッテリーパック10のプラス端子1の電圧とセル3a～3dの合計電圧（すなわち、セル3dの正極電圧）のうち、高い方の電圧を電源電圧 V_{cc} としてバッテリーモニタ回路部20に供給するために、ダイオード7及びダイオード8を設けており、これらのダイオード7、8のカソードはともにバッテリーモニタ回路部20に設けたレギュレータ25の入力端子aに接続している。一方、ダイオード7のアノードはセル3dの正極に接続しており、ダイオード8のアノードはバッテリーパック10のプラス端子1に接続している。このような構

成とすることにより、バッテリーモニタ回路部20の電源電圧 V_{cc} としては、充電器43の電圧とセル3a~3dの合計電圧のうち、高い方の電圧が加えられることになる。

【0021】次に、バッテリーモニタ回路部20及びマイコン30について説明する。バッテリーモニタ回路部20はセルセクタ21、差動増幅器22、増幅器23、パワーFETドライバ24、及びレギュレータ25といった回路から構成されている。また、マイコン30はCPU31及びA/Dコンバータ32を有しており、バッテリーモニタ回路部20の制御及び本体40側に設けたCPU44とのデータ授受を行う。なお、マイコン30と本体40とは図示しない通信用のバスによって接続されている。

【0022】セルセクタ21はマルチプレクサ等で構成されており、セル3a~3dの各正極-負極間のセル電圧 $E_1 \sim E_4$ のいずれかを周期的に選択して差動増幅器22に送出している。ここで、差動増幅器22は入力された各セル電圧 $E_1 \sim E_4$ をマイコン30が読み取り可能なレベルに変換して、マイコン30のA/Dコンバータ32に送出する。一方、増幅器23はセンス抵抗4で生じた電圧降下をマイコン30が読み取り可能なレベルに変換して、マイコン30のA/Dコンバータ32に送出している。

【0023】マイコン30は差動増幅器22の出力に基づいてセル3a~3dの各セル電圧 $E_1 \sim E_4$ を検知するとともに、増幅器23からの出力に基づいてセル3a~3dに流れる充電電流もしくは放電電流を検知し、それらの電圧値及び電流値に応じてパワーFETドライバ24の動作を制御するようになっている。ここで、パワーFETドライバ24とは前述のスイッチ素子5、6を構成するFETのオン/オフを切り替えるものである。このような構成とすることにより、マイコン30によってバッテリーパック10が過充電もしくは過放電状態となることを防止することができる。

【0024】続いて、レギュレータ25についての説明を行う。レギュレータ25は入力される電源電圧 V_{cc} から常に一定な出力電圧 V_{reg} を得るものであり、その出力電圧 V_{reg} をマイコン30やバッテリーモニタ回路部20の各構成回路に供給する働きを有する。図2は本発明の第1実施形態のレギュレータ25を示す回路図である。まず、本実施形態におけるレギュレータ25の回路構成について説明する。

【0025】図中のFET50は出力トランジスタとして機能するpチャネル型のMOS-FETであり、そのソース端子(S)にはレギュレータ25の入力端子aにつながるラインL1が接続されて電源電圧 V_{cc} が印加されている。一方、FET50のドレイン端子(D)については電圧検出手段である抵抗51、52を介してグラウンドに接続するとともに、レギュレータ25の出力端子

bにも接続している。

【0026】そして、抵抗51、52の接続ノードcを差動増幅器53の逆相入力端子(-)に接続しており、この差動増幅器53の正相入力端子(+)には直流電源54を接続することで基準電圧 V_{ref} を印加している。ここで、差動増幅器53の出力端についてはラインL2を介してFET50のゲート端子(G)に接続しており、差動増幅器53からの出力電圧をFET50のゲート電圧 V_g としている。以上の回路構成は図6に示した従来のレギュレータと同一構成であり、その動作についても従来と同様である。

【0027】この構成に加えて、本実施形態ではラインL1とラインL2との間に、図示のラインL1から順にコンデンサ60と抵抗61の直列回路を接続しており、それらの接続ノードdを第1コンパレータ62の逆相入力端子(-)に接続している。一方、第1コンパレータ62の正相入力端子(+)には直流電源64の正極を接続しており、この直流電源64の負極をラインL2と接続している。また、第1コンパレータ62の出力端子をpnp型の第1トランジスタ63のベース端子に接続している。なお、第1トランジスタ63のエミッタ端子についてはラインL1に接続しており、コレクタ端子についてはラインL2に接続している。

【0028】さらに、本実施形態ではラインL1とラインL2との間に、図示のラインL1から順にコンデンサ70と抵抗71の直列回路を接続しており、それらの接続ノードeを第2コンパレータ72の正相入力端子(+)に接続している。なお、接続ノードeと第2コンパレータ72の正相入力端子(+)との間には、図示の極性で直流電源74を接続している。一方、第2コンパレータ72の逆相入力端子(-)についてはラインL2に接続している。また、第2コンパレータ72の出力端子をpnp型の第2トランジスタ73のベース端子に接続している。なお、この第2トランジスタ73のエミッタ端子についてはラインL1に接続しており、コレクタ端子についてはカレントミラー回路75の入力側に接続している。

【0029】カレントミラー回路75はnpn型のトランジスタ75a、75bから成っており、トランジスタ75aのコレクタ端子については前述の第2トランジスタ73のコレクタ端子に接続するとともに、自身のベース端子にも接続している。一方、トランジスタ75bのコレクタ端子についてはラインL2に接続しており、ベース端子についてはトランジスタ75aのベース端子と接続している。なお、トランジスタ75a、75bの各エミッタ端子については、ともにグラウンドに接続している。

【0030】次に、上記した回路構成を有するレギュレータ25の動作について説明を行う。図3は電源電圧 V_{cc} の急変時におけるFET50のゲート電圧 V_g 及びレ

ギューレータの出力電圧 V_{reg} を示すチャート図である。ここでは、電源電圧 V_{cc} 、ゲート電圧 V_g 、及び出力電圧 V_{reg} の電圧変動をそれぞれ図中(a)～(c)に示しており、各チャート図は縦軸に電位、横軸に時間をとったものである。なお、図中の実線は本実施形態における電圧挙動を示しており、破線は従来の電圧挙動を判りやすく示している。

【0031】まず、電源電圧 V_{cc} が急上昇した場合の動作について説明する。入力端子aに加わる電源電圧 V_{cc} に大きな変動のない定常状態(時刻 t_1 以前)において、コンデンサ60には電源電圧 V_{cc} とゲート電圧 V_g との差電圧が充電されているため、接続ノードdの電圧 V_A は基本的にゲート電圧 V_g と等しい値になっている。なお、本実施形態においては、コンデンサ60の両端電圧がゲート電圧 V_g の変動に追従してしまわないように、抵抗61は比較的大きな抵抗値(例えば、1M Ω)を持つ抵抗としている。

【0032】上記のような定常状態から時刻 t_1 にて電源電圧 V_{cc} が急上昇した場合、コンデンサ60の両端電圧は電荷保存則により一定なので、電圧 V_A の値は急上昇する。これにより、ゲート電圧 V_g は従来と同様に電源電圧 V_{cc} の急上昇に追従できずに低いまま残ってしまうのに対して、接続ノードdの電圧 V_A は電源電圧 V_{cc} に追従して一気に上昇するようになる。

【0033】ここで、第1コンパレータ62は正相入力端子(+)に入力されるゲート電圧 V_g と直流電圧源64のオフセット分との和電圧が、逆相入力端子(-)に入力される電圧 V_A より高ければHレベル、低ければLレベルの比較結果信号を出力する。また、第1トランジスタ63は前記比較結果信号がHレベルならばオフ、Lレベルならオンとなるように動作する。従って、時刻 t_1 にて電源電圧 V_{cc} が急上昇した場合、回路の遅延等により若干時刻 t_1 からは遅れるものの、時刻 t_2 には電圧 V_A がゲート電圧 V_g と直流電圧源64との和電圧を上回り、第1コンパレータ62はLレベルの前記比較結果信号を出力し始める。

【0034】これにより、第1トランジスタ63がオンとなってラインL1とラインL2を短絡する形となるので、ラインL2のゲート電圧 V_g はラインL1の電源電圧 V_{cc} に引っ張られて一気に上昇し始める。よって、出力段のFET50におけるゲート・ソース間の電位差 V_{gs} を迅速に本来の値まで戻すことができるので、従来のレギュレータに比べて出力電圧 V_{reg} の変動を非常に小さく抑えることができる。

【0035】その後、時刻 t_3 にてゲート電圧 V_g が電源電圧 V_{cc} に見合った高さまで引き上げられ、ゲート電圧 V_g と直流電圧源64のオフセット分との和電圧が電圧 V_A と一致した時点で第1コンパレータ62からの前記比較結果信号はHレベルに戻り、第1トランジスタ63はオフとなる。時刻 t_3 ～時刻 t_4 の間は電源電圧 V_{cc} が

高位で安定した定常状態となる。なお、この定常状態時に生じる電源電圧 V_{cc} の揺れについては、従来構成のレギュレータと同様に出力電圧 V_{reg} の変動を検出してフィードバック制御を行うことで、常に一定の出力電圧 V_{reg} を維持するものである。

【0036】なお、前述の直流電圧源64等を用いたオフセット電圧を設けずに、ゲート電圧 V_g と電圧 V_A とを第1コンパレータ62で直接比較する構成とすると、定常状態においてゲート電圧 V_g もしくは電圧 V_A がわずかに揺れただけで両者の高低が逆転し、頻繁に第1トランジスタ63がオンとなって逆効果に働くおそれがある。これを防止するために、本実施形態においては第1コンパレータ62の正相入力端子(+)側、すなわちゲート電圧 V_g に対するオフセット分として直流電圧源64を接続している。

【0037】ここで、直流電圧源64の電圧値は大きすぎるとゲート電圧 V_g の引き上げが途中から鈍くなるし、小さすぎると第1コンパレータ62が逆効果に働くおそれがあるため、適正な電圧値(例えば数十mV)を与える必要がある。なお、直流電圧源64を用いないで、第1コンパレータ62を構成するトランジスタのサイズを変更して、回路的にオフセット電圧を得るようにしてもよい。以上の動作の間、カレントミラー回路75は次段で説明する動作と逆の動作になるので、トランジスタ75bがオンすることはない。

【0038】次に、電源電圧 V_{cc} が急下降した場合の動作について説明する。時刻 t_4 までの定常状態において、コンデンサ70には電源電圧 V_{cc} とゲート電圧 V_g との差電圧が充電されているため、接続ノードeの電圧 V_B は基本的にゲート電圧 V_g と等しい値になっている。ここでも、コンデンサ70の両端電圧がゲート電圧 V_g の変動に追従してしまわないように、抵抗71は比較的大きな抵抗値(例えば、1M Ω)を持つ抵抗としている。

【0039】上記のような定常状態から時刻 t_4 にて電源電圧 V_{cc} が急下降した場合、コンデンサ70の両端電圧は電荷保存則により一定なので、電圧 V_B の値は急下降する。これにより、ゲート電圧 V_g は電源電圧 V_{cc} の急下降に追従できずに高いまま残ってしまうのに対して、接続ノードeの電圧 V_B は電源電圧 V_{cc} に追従して一気に下降する。

【0040】ここで、第2コンパレータ72は正相入力端子(+)に入力される電圧 V_B と直流電圧源74のオフセット分との和電圧が、逆相入力端子(-)に入力されるゲート電圧 V_g より高ければHレベル、低ければLレベルの比較結果信号を出力するものである。また、第2トランジスタ73は前記比較結果信号がHレベルならばオフ、Lレベルならオンとなるように動作するものである。従って、時刻 t_4 にて電源電圧 V_{cc} が急下降した場合、回路の遅延等により若干時刻 t_4 からは遅れるも

の、時刻 t_5 には電圧 V_B と直流電圧源 74 との和電圧がゲート電圧 V_g を下回り、第2コンパレータ72はLレベルの前記比較結果信号を出力し始める。

【0041】ここでも、第2コンパレータ72の正相入力端子(+)側、すなわち電圧 V_B にオフセット分として直流電圧源74を接続したことにより、ゲート電圧 V_g もしくは電圧 V_B が少々揺れても第2コンパレータ72が誤動作を生じることがない。

【0042】前記比較結果信号がLレベルとなり第2トランジスタ73がオンすると、カレントミラー回路75を構成するトランジスタ75aには電流 I_1 が流れるため、もう一方のトランジスタ75bには電流 I_1 に応じた電流 I_2 がライン2から流れ込む。そのため、ラインL2のゲート電圧 V_g はラインL1の電源電圧 V_{cc} に引っ張られる形で一気に下降する。よって、出力段のFET50におけるゲートソース間の電位差 V_{gs} を迅速に本来の値まで戻すことができるので、従来のレギュレータに比べて出力電圧 V_{reg} の変動を非常に小さく抑えることができる。

【0043】その後、時刻 t_6 にてゲート電圧 V_g が電源電圧 V_{cc} に見合った高さまで引き下げられ、ゲート電圧 V_g が電圧 V_B と一致した時点で第2コンパレータ72からの前記比較結果信号はHレベルに戻り、第2トランジスタ73はオフとなる。こうして、時刻 t_6 以降は電源電圧 V_{cc} が低位で安定した定常状態となる。以上の動作の間、トランジスタ63は前述の説明のような動作によりオンすることはない。

【0044】なお、上記に説明したレギュレータ25におけるコンデンサ60、70及び抵抗61、71については、各々に接続するコンパレータ62、72のレスポンス性能や、レギュレータ25自身の入力インピーダンス等を考慮しながら、適当な値のものをを用いればよい。

【0045】以上のように、レギュレータ25を本実施形態に示す回路構成とすることにより、入力端子aに加わる電源電圧 V_{cc} が高速で大きく変動する場合においても、出力電圧 V_{reg} の変動を最小限にとどめることが可能となる。よって、マイコン30やバッテリーモニタ回路20を構成する各回路部に一定電圧を供給することができ、バッテリーパック10を安定に動作させることができる。また、本実施形態におけるレギュレータ25であれば、単純に差動増幅器53の駆動電圧を上げることで本実施形態と同等の効果を得ようとしたレギュレータに比べて、自身の消費電流を非常に小さく抑えることができる。

【0046】次に本発明に係るレギュレータ25の第2実施形態について説明する。本実施形態は前述の第1実施形態を発展させたものであり、電源電圧 V_{cc} の急下降時における出力電圧 V_{reg} の変動をより迅速に収束させることができる構成を実現している。図4は本発明の第2実施形態のレギュレータ25aを示す回路図であり、

図5はレギュレータ25aの要部を示す回路図である。まず、本実施形態におけるレギュレータ25aの回路構成について説明する。

【0047】図4中に示すように、本実施形態では前述の第1実施形態に示した回路構成に加えて、ラインL1とラインL2との間に図示の順でコンデンサ80と抵抗81の直列回路をもう一組接続しており、それらの接続ノードfをpnp型の第3トランジスタ82のベース端子に接続している。なお、この第3トランジスタ82のエミッタ端子についてはラインL2に接続しており、コレクタ端子についてはグラウンドに接続している。また、図5に示すように、本実施形態における第2コンパレータ72はpnp型のトランジスタ72a、72b、npn型のトランジスタ72c、72d、及び定電流源72eから成る非常に一般的な構成のものとしている。

【0048】ここで、トランジスタ72aのコレクタ端子についてはトランジスタ72cのコレクタ端子に接続するとともに、自身のベース端子にも接続している。一方、トランジスタ72bのコレクタ端子についてはトランジスタ72dのコレクタ端子に接続しており、ベース端子についてはトランジスタ72aのベース端子と接続している。なお、トランジスタ72bのコレクタ端子とトランジスタ72dのコレクタ端子との接続ノードは第2コンパレータの出力端子であり、第2トランジスタ73のベース端子に接続している。また、トランジスタ72a、72bの各エミッタ端子についてはラインL1に接続している。

【0049】トランジスタ72cのベース端子は第2コンパレータ72の正相入力端子(+)であり、直流電圧源74を介して接続ノードeと接続している。一方、トランジスタ72dのベース端子は第2コンパレータ72の逆相入力端子(-)であり、ラインL2と接続している。なお、トランジスタ72c、72dの各エミッタ端子については、ともに直流電流源72eを介してグラウンドに接続している。

【0050】続いて、図5の回路の動作について説明を行う。入力端子aに加わる電源電圧 V_{cc} が急低下した場合、第2コンパレータ72は自身を構成するpnp型のトランジスタ72a、72bのベース容量によって一瞬カットオフしてしまう。よって、ラインL2のゲート電圧 V_g を引き上げるために設けた第2コンパレータ72自身の反応はどうしても遅延することになる。

【0051】一方、本実施形態において新たに設けたコンデンサ80と抵抗81との接続ノードfにおける電圧 V_c は、前述した実施形態で説明した接続ノードeにおける電圧 V_B と同様に、電源電圧 V_{cc} の急下降に追従して一気に下降する。そのため、第3トランジスタ82は電源電圧 V_{cc} の急下降に伴って遅滞なくオンとなり、ラインL2から電流 I_3 を引き込むことになる。

【0052】よって、第2コンパレータ72が一瞬カッ

トオフしている間にもラインL2のゲート電圧 V_g をある程度引き下げることができる。そして、この第3トランジスタ82が動作している間に第2コンパレータ72のカットオフは解消されるので、その後は前述の第1実施形態で説明したゲート電圧 V_g の引き下げ動作が始まる。このような構成により、入力される電源電圧 V_{cc} が急下降した場合におけるゲート電圧 V_g の引き下げ動作を、前述の第1実施形態にも増して素早く実行することが可能となるため、出力電圧 V_{reg} の変動を一層小さく抑えることができる。

【0053】なお、以上に説明した実施形態においては、本発明に係るレギュレータをバッテリーパックに適用した例を挙げて説明を行ったが、本発明に係るレギュレータはこれに限らず高速で大きく変動する電源電圧から常に一定電圧の電源供給を行う必要のあるアプリケーションについて広く適用することができる。

【0054】

【発明の効果】本発明に係るレギュレータにおいては、第1端子が入力端子に接続され、第2端子が出力端子に接続されるとともに電圧検出手段を介してグラウンドに接続されているトランジスタと、前記電圧検出手段によって検出される電圧が基準電圧と等しくなるように前記トランジスタの制御端子に印加する制御電圧を調節する手段とを有するレギュレータにおいて、前記入力端子と前記トランジスタの制御端子との間に、前記入力端子に加わる入力電圧の変動に応じて前記制御電圧を変動させる手段を設けた構成としている。

【0055】こうした構成とすることで、前記入力端子に加わる入力電圧が急激に変動するアプリケーション状態においても、自身の消費電流を極力抑えつつ出力電圧の変動を最小限にとどめることが可能なレギュレータを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るレギュレータを具備するバッテリーパックを用いたスマートバッテリーシステムの一構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1実施形態のレギュレータ25を示す回路図である。

【図3】電源電圧 V_{cc} の急変時におけるFET50のゲート電圧 V_g 及びレギュレータの出力電圧 V_{reg} を示すタイムチャート図である。

10 【図4】本発明の第2実施形態のレギュレータ25aを示す回路図である。

【図5】レギュレータ25aの要部を示す回路図である。

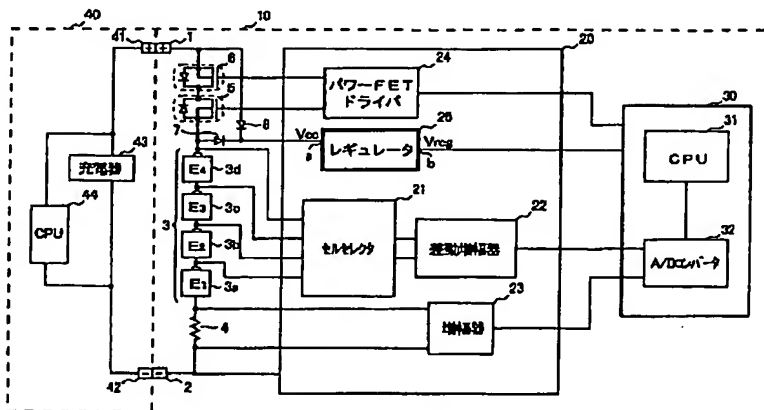
【図6】従来のレギュレータの一構成例を示す回路図である。

【図7】電源電圧 V_{cc} の急変時におけるFET50のゲート電圧 V_g 及びレギュレータの出力電圧 V_{reg} を示すタイムチャート図である。

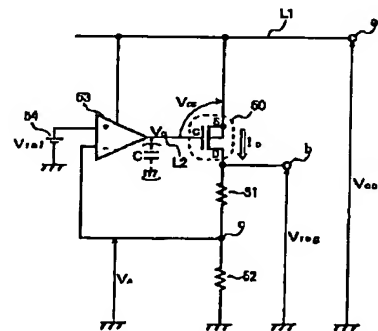
【符号の説明】

- | | | |
|----|-------|-------------------|
| 20 | 3a~3d | リチウムイオン電池 |
| | 10 | バッテリーパック |
| | 20 | バッテリーモニタ回路部 |
| | 25 | レギュレータ |
| | 30 | マイコン |
| | 40 | 本体 |
| | 50 | FET (pチャネルMOSFET) |
| | 51、52 | 抵抗 |
| | 53 | 差動増幅器 |
| | 54 | 直流電圧源 |
| 30 | a | レギュレータ25の入力端子 |
| | b | レギュレータ25の出力端子 |

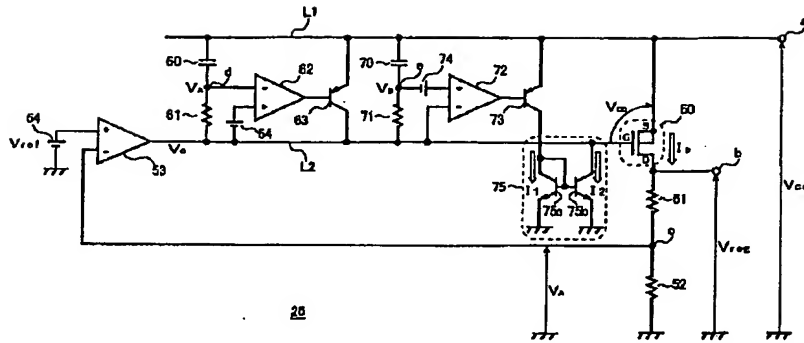
【図1】



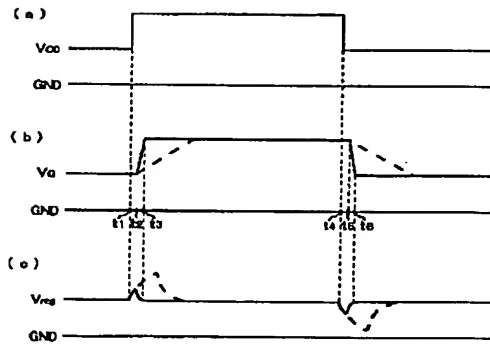
【図6】



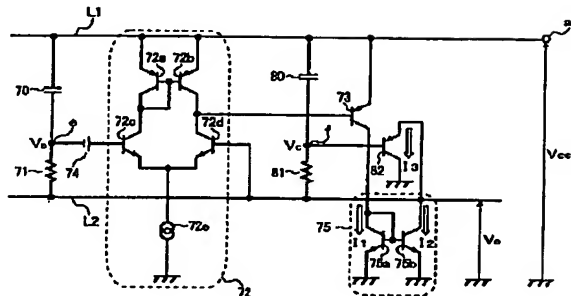
【図2】



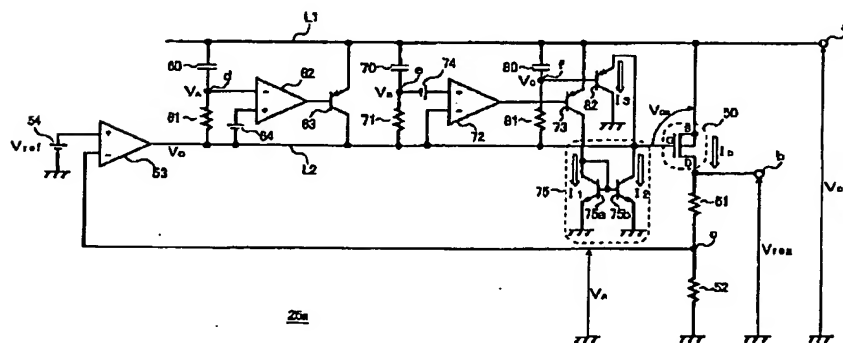
【図3】



【図5】



【図4】



【図7】

